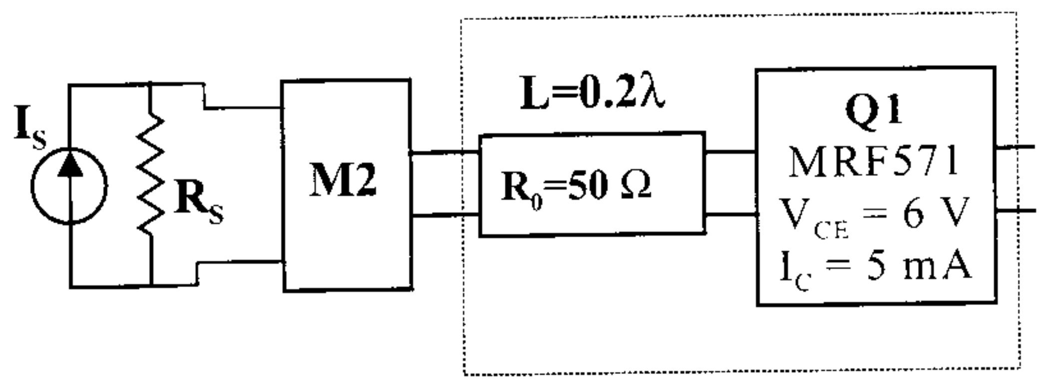
COMPITO DI ELETTRONICA DELLE TELECOMUNICAZIONI DEL 22/6/2000

Es. A)

Progettare le reti di adattamento e quelle di polarizzazione di un amplificatore con frequenza centrale f_0=200 MHz che utilizzi il modello di transistore 2N4957 e che presenti le seguenti caratteristiche:
NF=2dB, V_{UM} = 0.28 V, Z_L=Z_S=50 Ω,
V_S=$V_{SM}\cos(2\pi f_0 t)$ con V_{SM}=3.15 mV.

Es. B)



Nello schema in figura la corrente I_S è sinusoidale con frequenza 1 GHz e ampiezza 0.2 mA (valore di picco). La resistenza R_S è pari a 200 Ω.

1) Progettare la rete M2 per avere la massima potenza disponibile in uscita e calcolare tale potenza.

2) Calcolare i parametri S22 e S11 (a 1 GHz) del quadripolo indicato dal rettangolo tratteggiato in figura (costituito dalla cascata della linea e di Q1).

3) Calcolare il parametro S21 (a 1 GHz) dello stesso quadripolo della domanda 2).

El. Telecomunicazioni

22/06/00

Es A]

Per il dimensionamento delle reti di polarizzazione che forniscono $I_e = -2\ mA$ $V_{CE} = -12\ V$ si rimanda alle soluzioni di esercizi precedenti.

Affinchè risulti $NF = 2\ dB$, dalle curve di fig. 6 si deduce che deve essere $R_S = 150\ \Omega$ oppure $R_S = 300\ \Omega$. In corrispondenza si ottengono i seguenti valori di

$$G_A = \frac{|Y_F|^2\ G_S}{R_E\{(Y_I Y_O - Y_R Y_F + Y_O Y_S)\cdot(Y_I + Y_S)^*\}}$$

$G_A\ (300\ \Omega) = 42.2\ (16.2 dB)$

$G_A\ (150\ \Omega) = 79\ (19 dB)$

$Y_S(150\ \Omega) = 6.6\ mS$

$Y_S(300\ \Omega) = 3.3\ mS$

$Y_{IE} = 3 + 6j\ mS$

$Y_{FE} = 53 - 2j\ mS$

$Y_{OE} = 0.1 + 1.5j\ mS$

$Y_{RE} = 0 - 0.5j\ mS$

$Y_I Y_O = -8.75 + 5.5j\ (mS)^2$

$Y_R Y_F = -11.5 - 26.5j\ (mS)^2$

$Y_O Y_S = 0.66 + 9.9j\ (150\ \Omega)$

$Y_O Y_S = 0.33 + 4.95j\ (300\ \Omega)$

$(Y_I + Y_S)^* = 9.6 - 6.7j\ (150\ \Omega)$

$(Y_I + Y_S)^* = 6.3 - 6.7j\ (300\ \Omega)$

Si sceglie $R_S = 150\ \Omega$ che fornisce un G_A maggiore.

Poichè $P_L = \frac{V_{un}^2}{2 R_L} = 784\ mW$

$P_{AIN} = \frac{V_{sn}^2}{8 R_S} = 25\ nW$

$G_{TTOT} = \frac{P_L}{P_{AIN}} = 31360 = 45 dB$

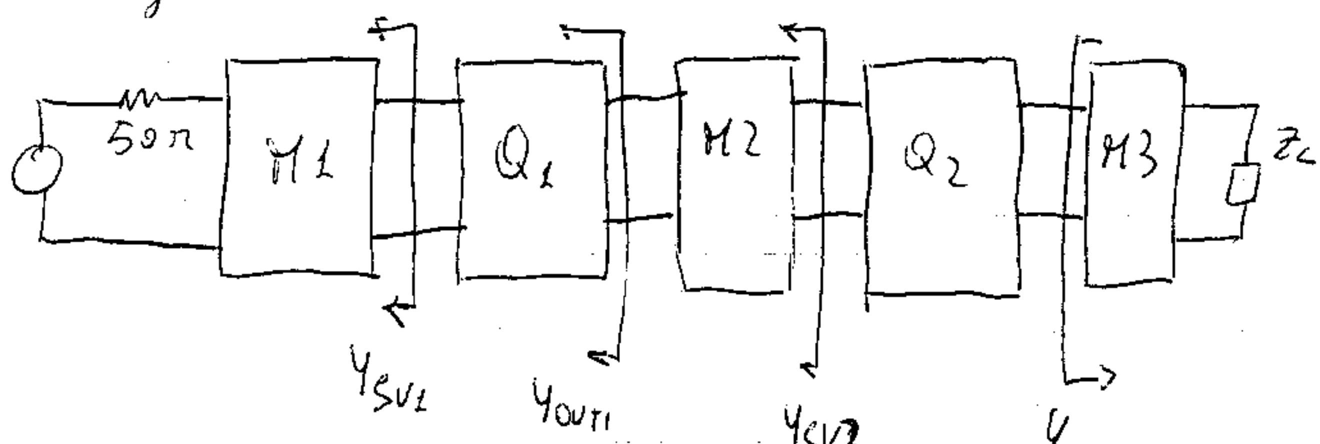
Si rende, pertanto, necessario l'uso di un doppio stadio di amplificazione.

$G_{TTOT} = G_{A1} \cdot G_{T2}$ pertanto deve risultare $G_{T2} \simeq 26.8\,dB$
dal grafico di fig. 7 si osserva che con $K=4$ il massimo G_T ottenibile è 25 (una approssimazione di circa 1 dB è accettabile). Pertanto si sceglie la seguente coppia di ammettenze che il secondo stadio dovrà vedere in ingresso e in uscita per ottenere il G_T desiderato:

$$Y_{SV2} = 27 + 26j \text{ mS}$$

$$Y_{LV2} = 1 - 2.3j \text{ mS}$$

La struttura dell'amplificatore sarà la seguente



Prima di procedere al progetto delle reti di adattamento bisogna calcolare

$$Y_{OUT1} = Y_O - \frac{Y_R Y_F}{Y_I + Y_S} = 2.2 + 2.79j$$

Reti di adattamento:

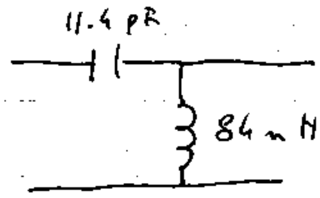
M1 Trasforma 50 Ω, ovvero 20 mS, in 150 Ω (ovvero 66 mS)

$Q_S = \frac{1}{\omega_0 \cdot 50\, C_S} = \sqrt{\frac{150-50}{50}} = 2$

$C_S = 11.4\,pF$ $\quad C_P = \frac{C_S\, Q_S^2}{1+Q_S^2} = 7.58$ si aggiunge in parallelo un' induttanza di valore L_P:

$$L_P = \frac{1}{\omega_0^2 C_P} = 84\,nH$$

M1 :

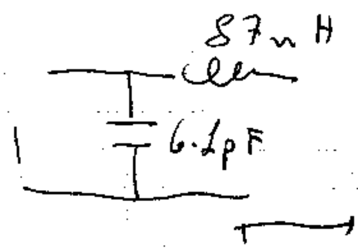


M2 trasforma $Y_{OUT\,1} = 2.2 + 2.8j\ mS$ in

$Y_{SV2} = 27 - 26j\ mS$ $\quad Z_{SV2} = 18.2 + 18.3j\ \Omega$

Seguendo il procedimento standard si ottiene

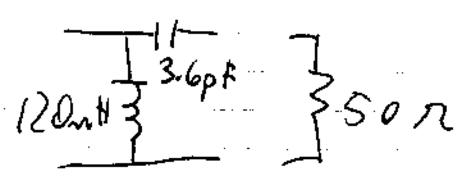
M2

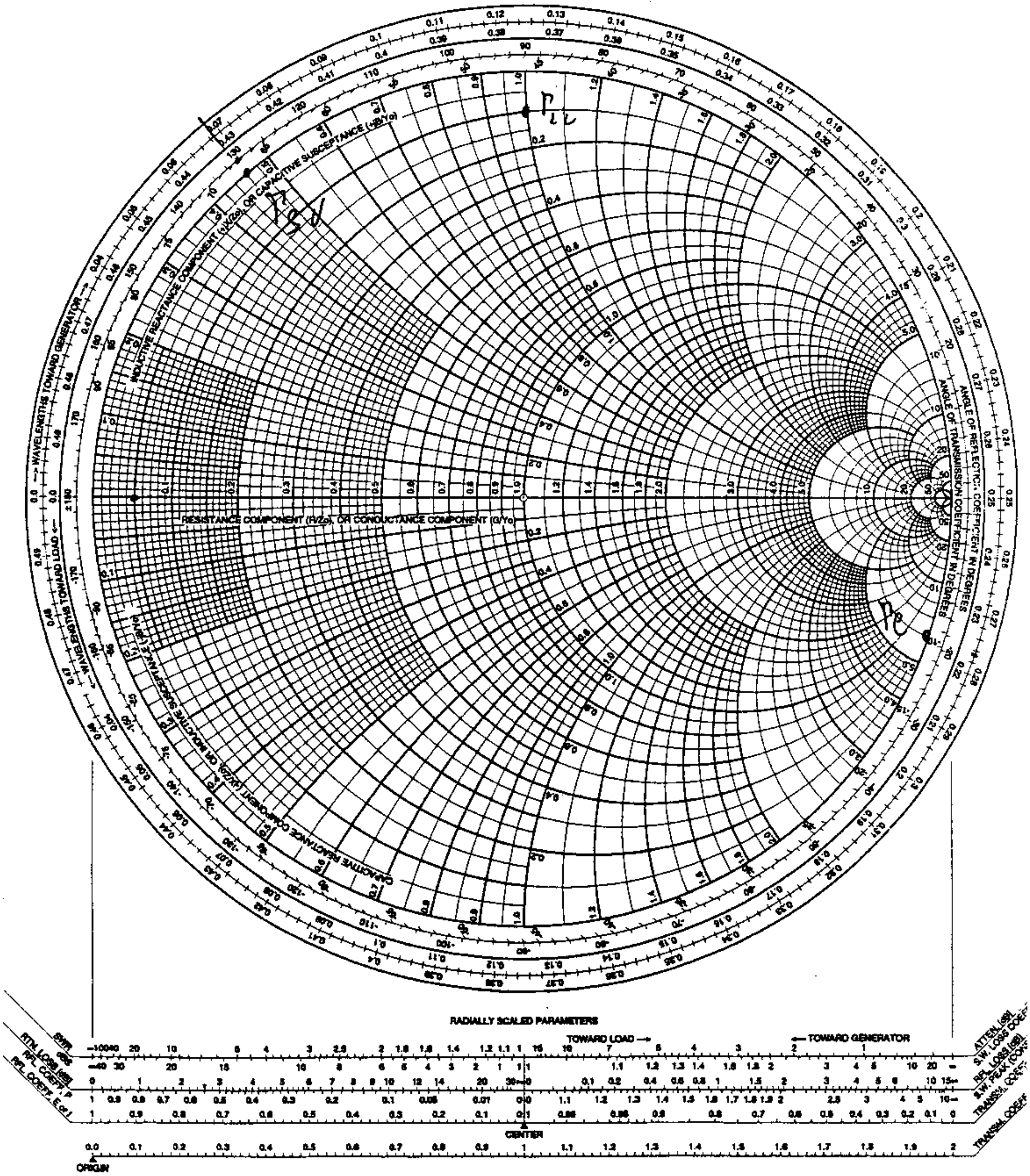


M3 trasforma 50 Ω in $Y_{LV2} = 1 - 7.3j\ mS$

Seguendo il procedimento standard si ottiene

M3:




RESISTANCE COMPONENT (R/Zo), OR CONDUCTANCE COMPONENT (G/Yo)
INDUCTIVE REACTANCE COMPONENT (+jX/Zo), OR CAPACITIVE SUSCEPTANCE (+jB/Yo)
CAPACITIVE REACTANCE COMPONENT (-jX/Zo), OR INDUCTIVE SUSCEPTANCE (-jB/Yo)
→ WAVELENGTHS TOWARD GENERATOR →
← WAVELENGTHS TOWARD LOAD ←
ANGLE OF REFLECTION COEFFICIENT IN DEGREES
ANGLE OF TRANSMISSION COEFFICIENT IN DEGREES
RADIALLY SCALED PARAMETERS
TOWARD LOAD →
← TOWARD GENERATOR
CENTER
ORIGIN

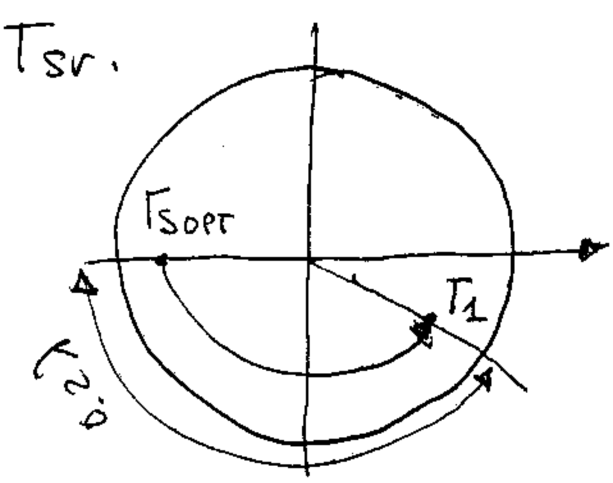
ES. B)

DALLE CARATTERISTICHE DEL TRANSISTORE MRF571 (P. 2-759) SI RICAVA, PER IL PUNTO DI RIPOSO DATO NEL TESTO:

$G_{A\,MAX} = 14\,dB \simeq 25$; $\Gamma_{S\,OPT} = 0.89 \angle -179°$

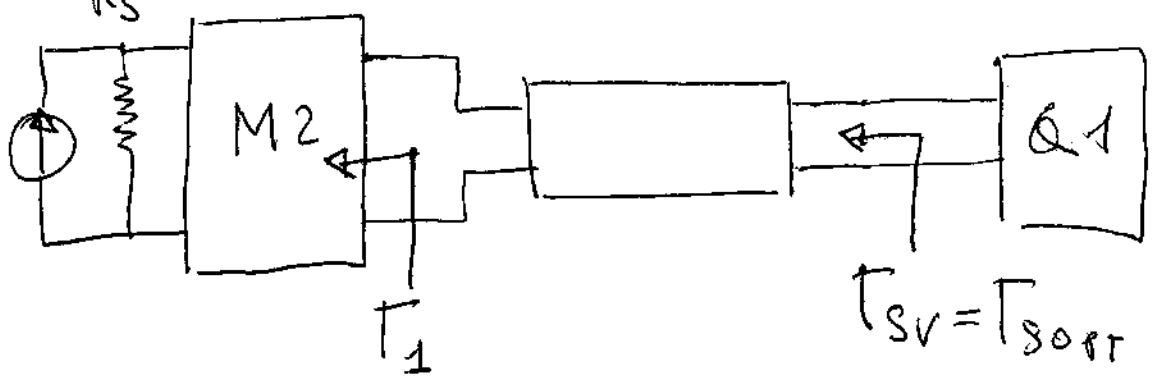
SI OSSERVI CHE È POSSIBILE TROVARE UN $G_{A\,MAX}$ SOLO PERCHÉ IL TRANSISTORE È INTRINSEC. STABILE A 1 GHz

SICCOME LA LINEA L È NON DISSIPATIVA (+PASSIVA) LASCERÀ INALTERATA LA POTENZA DISPONIBILE. PERTANTO BASTERÀ CHE IL QUADRUPOLO Q_1 VEDA IN INGRESSO LA $\Gamma_{S\,OPT}$. PERCHÉ ACCADA QUESTO LA LINEA L DOVRÀ VEDERE IN INGRESSO UN OPPORTUNO COEFFICIENTE DI RIFLESSIONE Γ_1 CHE, TRASPORTATO DALLA LINEA DIVENTI $\Gamma_{S\,OPT}$. SE FOSSE NOTO Γ_1, TROVEREI Γ_{SV} RUOTANDO IN SENSO ORARIO NELLA CARTA DI SMITH. DI 0.2λ A PARTIRE DA Γ_1. SICCOME È NOTO Γ_{SV}, TROVO Γ_1 RUOTANDO A RITROSO, OVVERO IN SENSO ANTIORARIO A PARTIRE DA Γ_{SV}.

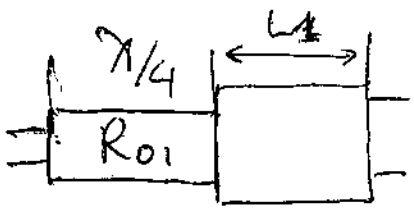


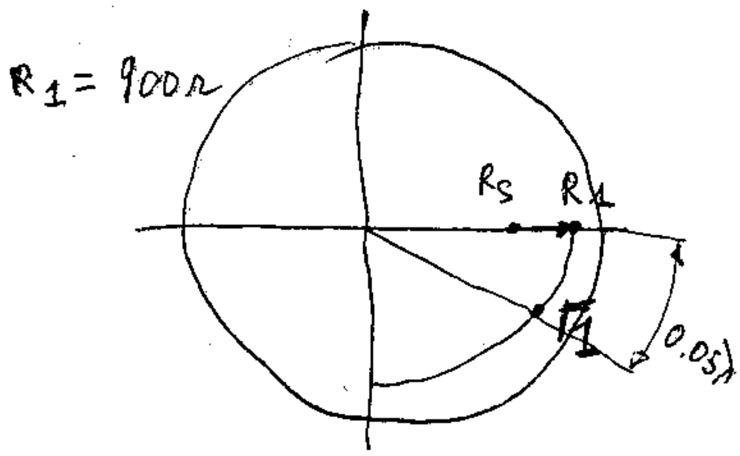
A PARTIRE DA Γ_1 PROGETTO ORA LA RETE 5

M_2:



PARTENDO DA $\Gamma_S = \left.\dfrac{R_S - R_0}{R_S + R_0}\right|_{R_0 = 50\Omega}$ APPLICO UN TRASF. A $\lambda/4$ e successivamente una linea a 50Ω





M_2

$R_{01} = \sqrt{R_1 R_S} = 424\,\Omega$

$L_1 = 0.05\lambda$

LA POTENZA DISPONIBILE in uscita sarà:

$$P_{Aout} = P_{Ain}\, G_{AMAX}\,; \quad \begin{cases} P_{Ain} = \dfrac{R_S I_S^2}{8} = 1\,\mu W \\ G_{AMAX} \cong 25 \end{cases}$$

$$\Downarrow$$

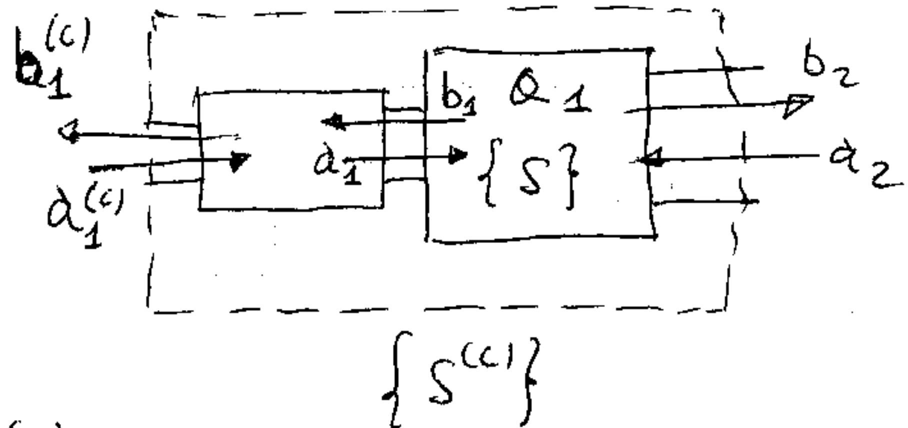
$$\underline{\underline{P_{Aout} \cong 25\,\mu W}}$$

DOMANDA 2) Dalle caratteristiche si ricavano i parametri S del quadrupolo Q_1 per 1 GHz e il dato punto di riposo

$S_{11} = 0.61 \angle 178°$ $S_{21} = 3 \angle 78°$

$S_{12} = 0.09 \angle 37°$ $S_{22} = 0.28 \angle -69°$

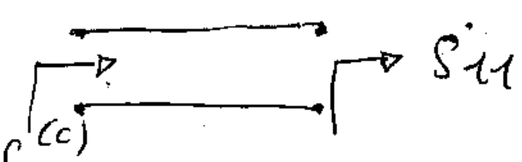
Indichiamo con $S_{11}^{(c)}$ il parametro S_{11} del quadripolo composto (linea seguita da Q_1) (6)
Sempre con l'apice (c) indichiamo gli altri parametri S del quadripolo composto e le onde di potenza a e b. Abbiamo quindi la figura:



$$S_{11}^{(c)} = \frac{b_1^{(c)}}{a_1^{(c)}}\Bigg|_{a_2=0}$$

Affinché sia $a_2 = 0$ si pone in uscita la R_0.

In queste condizioni si vede in ingresso al quadripolo Q_1 il coefficiente di riflessione $\Gamma_{IN} = S_{11}$. $S_{11}^{(c)}$ sarà quindi il coefficiente di riflessione che si vede all'ingresso della linea quando questa è terminata su S_{11}



Siccome la linea è a 50Ω si può passare da S_{11} (che costituisce un carico per la linea) a $S_{11}^{(c)}$ ruotando sulla C.D.S. in senso orario di 0.2λ. Si trova: $S_{11}^{(c)} = 0.61 \angle 35°$

Per quanto riguarda $S_{22}^{(c)}$, si parte dalla definizione:

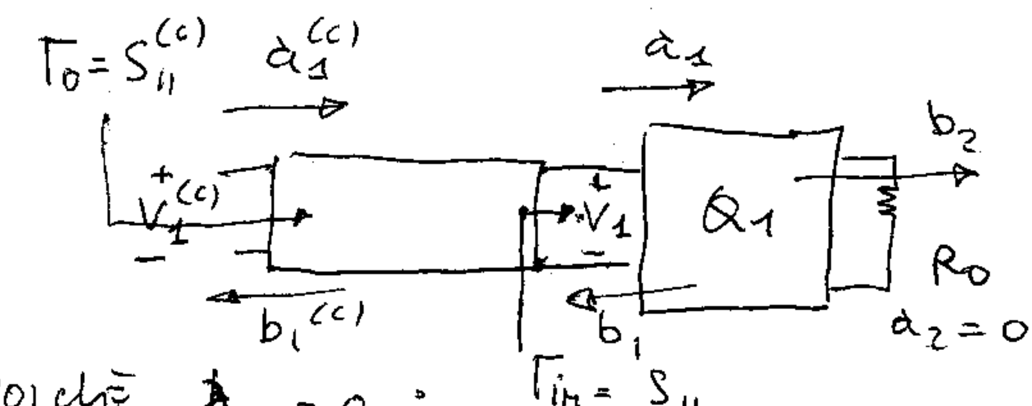
$$S_{22}^{(c)} = \frac{b_2}{a_2}\Bigg|_{a_1^{(c)}=0}.$$

(7) Si osservi che non abbiamo specificato gli apici per a_2 e b_2 in quanto essi sono comuni al quadripolo composto e a Q_1. Per porre $a_1^{(c)} = 0$ terminiamo l'ingresso del quadripolo composto con R_0. $S_{22}^{(c)}$ coincide con il Γ_{OUT} valutato in queste condizioni ma R_0 passa inalterata nella linea L e Q_1 vede quindi in ingresso R_0 per cui ha un $\Gamma_{SV} = 0$. Pertanto $\Gamma_{out} = \underline{\underline{S_{22} = S_{22}^{(c)}}}$

DOMANDA 3)

Per definizione $S_{21}^{(c)} = \left.\dfrac{b_2}{a_1^{(c)}}\right|_{a_2=0}$

Al solito, per ottenere $a_2 = 0$ terminiamo su R_0 l'uscita del quadripolo. Abbiamo quindi la situazione:



Poiché $a_2 = 0$:

$$b_2 = S_{21} a_1$$

Noto V_1, si trova a_1 semplicemente come:

$$a_1 = \frac{V_1}{(1 + \Gamma_{IN})\sqrt{Z_0}} \quad \text{con } \Gamma_{IN} = S_{11}$$

⑧ PER OTTENERE QUESTO RISULTATO BASTA ELIMINARE L'INCOGNITA I_1 DALLA DEFINIZIONE DI a_1 e b_1 $\left(a_1 = \frac{V_1 + R_0 I_1}{\sqrt{R_0}} ;\ b_1 = \frac{V_1 - R_0 I_1}{\sqrt{R_0}} \right)$

E RICORDARE CHE $b_1 = \Gamma_{in} a_1$

ANALOGAMENTE:

$$a_1^{(c)} = \frac{V_1^{(c)}}{(1+\Gamma_0)\sqrt{R_0}} \quad \text{con } \Gamma_0 = S_{11}^{(c)}$$

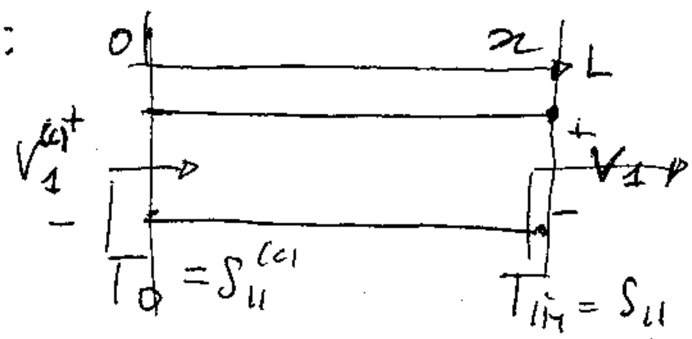
Raccogliendo queste EQUAZIONI TROVIAMO:

$$b_2 = S_{21} \frac{V_1}{(1+\Gamma_{in})\sqrt{Z_0}} ;$$

E DIVIDENDO PER $a_1^{(c)}$ TROVIAMO:

$$\frac{b_2}{a_1^{(c)}} = S_{21} \cdot \frac{(1+\Gamma_0)}{(1+\Gamma_{in})} \cdot \frac{V_1}{V_1^{(c)}}$$

RESTA DA CALCOLARE IL RAPPORTO $\frac{V_1}{V_1^{(c)}}$. RISOLVENDO LE EQUAZIONI DELLA LINEA:



$$V_1^{(c)} = V^+ + V^- = V^+(1+\Gamma_0)$$

$$V_1 = V^+ e^{-j\beta L} + V^- e^{+j\beta L} = V^+\left[e^{-j\beta L} + \Gamma_0 e^{+j\beta L}\right]$$

$$\Rightarrow \frac{V_1}{V_1^{(c)}} = \frac{e^{-j\beta L} + \Gamma_0 e^{+j\beta L}}{1+\Gamma_0}$$

(9) sostituendo nell'espressione di $S_{21}^{(c)}$ si ottiene:

$$S_{21}^{(c)} = S_{21} \frac{e^{-j\beta L} + \Gamma_0 e^{j\beta L}}{1 + \Gamma_{in}} \cong 3 \angle 5^\circ$$

con: $\begin{cases} \beta L = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot 0.2\lambda = 0.4\pi \\ e^{-j\beta L} = 0.31 - j0.95 \;;\; e^{j\beta L} = 0.31 + j0.95 \\ \Gamma_{in} = S_{11} = 0.61 \angle 178 = -0.61 + j0.02 \\ \Gamma_0 = S_{11}^{(c)} = 0.61 \angle 35^\circ = 0.5 + j0.35 \end{cases}$